

日本国特許庁
PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

#2 Priority 356 US
D/A 6/16
8-14-01
1033 U.S. PTO
09/881665
06/18/01

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed
with this Office.

出願年月日
Date of Application:

2000年11月29日

出願番号
Application Number:

特願2000-362556

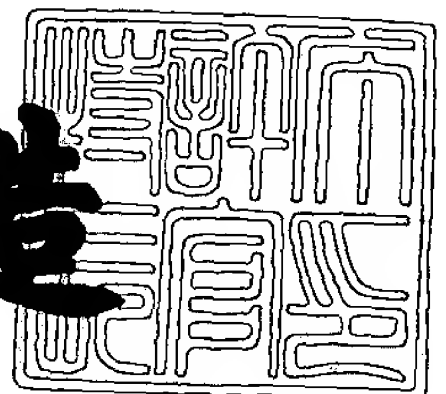
出願人
Applicant(s):

三菱電機株式会社

2000年12月15日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2000-3104916

【書類名】 特許願

【整理番号】 528028JP01

【提出日】 平成12年11月29日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H03F 3/60

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会
社内

 【氏名】 後藤 清毅

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会
社内

 【氏名】 太田 彰

【特許出願人】

 【識別番号】 000006013

 【氏名又は名称】 三菱電機株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100082175

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 高田 守

 【電話番号】 03-5379-3088

【選任した代理人】

 【識別番号】 100066991

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 葛野 信一

 【電話番号】 03-5379-3088

【選任した代理人】

 【識別番号】 100106150

 【弁理士】

【氏名又は名称】 高橋 英樹

【電話番号】 03-5379-3088

【選任した代理人】

【識別番号】 100108372

【弁理士】

【氏名又は名称】 谷田 拓男

【電話番号】 03-5379-3088

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 049397

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 高周波電力増幅器

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 信号増幅を行うトランジスタと、

前記トランジスタの入力側に接続された入力側インピーダンス整合回路とを備えた高周波電力増幅器であって、

前記入力側インピーダンス整合回路が高周波信号における基本波の偶数次高調波に対してインピーダンスが実質的に開放負荷をなすことを特徴とする高周波電力増幅器。

【請求項 2】 信号増幅を行うトランジスタと、

前記トランジスタの入力側に接続された入力側インピーダンス整合回路とを備えた高周波電力増幅器であって、

前記入力側インピーダンス整合回路が高周波信号における基本波の奇数次高調波に対してインピーダンスが実質的に短絡負荷をなすことを特徴とする高周波電力増幅器。

【請求項 3】 前記トランジスタの入力端から前記入力側インピーダンス整合回路を見た場合の反射係数について、2 次高調波の反射位相角が 0 ないし 9 0 度、反射量が 0. 6 ないし 1. 0 であることを特徴とする請求項 1 記載の高周波電力増幅器。

【請求項 4】 前記トランジスタの入力端から前記入力側インピーダンス整合回路を見た場合の反射係数について、3 次高調波の反射位相角が 1 1 0 ないし 2 7 0 度、反射量が 0. 6 ないし 1. 0 であることを特徴とする請求項 2 記載の高周波電力増幅器。

【請求項 5】 前記入力側インピーダンス整合回路は、信号入力端子から順に、第 3 次高調波反射回路、第 2 次高調波処理回路、基本波整合回路と配置したことを特徴とする請求項 1 ないし 4 のいずれかに記載の高周波電力増幅器。

【請求項 6】 前段のトランジスタと、後段のトランジスタと、前記前段のトランジスタと前記後段のトランジスタとの間に接続されインピーダンス整合を行う段間インピーダンス整合回路とを備えた高周波電力増幅器であって、

前記前段トランジスタで発生した高調波が前記後段トランジスタに入力され、前記段間整合回路により前記後段トランジスタの高調波負荷を調整することを特徴とする高周波電力増幅器。

【請求項 7】 信号増幅を行うトランジスタを並列で動作するセル単位に分割し、各セル単位毎に入力側インピーダンス整合回路と出力側インピーダンス整合回路とを備え、各セル毎にトランジスタからみた基本周波数の高調波負荷を調整することを特徴とする高周波電力増幅器。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は高周波電力増幅器に看視、特に移動体通信または衛星通信用等のマイクロ波またはミリ波帯の通信機に用いられる高周波電力増幅器に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

従来、移動体通信または衛星通信用等のマイクロ波またはミリ波帯の通信機に用いられる高周波電力増幅器において、トランジスタの出力回路の基本波周波数における負荷だけでなく、基本波の高周波負荷も制御すれば、基本波負荷のみを制御した場合にくらべてトランジスタが高効率に動作することは広く知られている。ここで、基本波は周波数の最も低いものであり、高調波はその周波数が基本波の周波数の整数倍となるものである。

【 0 0 0 3 】

入力高周波負荷にも高効率動作のための最適な負荷条件が存在することが紹介されている。例えば特許第 2 6 9 5 3 9 5 号（高周波電力増幅器）では、入力側高調波制御が効率の向上に有効であり、入力側高調波制御回路が 2 次高調波より低い周波数に対して共振点を有し、入力インピーダンスが $(0 + j 4 \Omega)$ 、 $(0 + j 2 5 \Omega)$ 、 $(5 + j 2 5 \Omega)$ 、 $(5 + j 4 \Omega)$ の範囲に最適負荷条件があることが記載されており、2 次高調波のインピーダンスが低い領域に設定されることにより高効率動作が可能であると記載されている。ここで、高調波のうち、その周波数が基本波の奇数倍のものを奇数次高調波、偶数倍のものを偶数次高調波

という。

【0 0 0 4】

特開平 7－2 2 8 7 2（電力増幅器）では、ヘテロ接合バイポーラトランジスタにおいて高効率動作を得るための入力、出力高調波の負荷条件を短絡負荷とすることが有効であると記載されており、上述の特許第 2 6 9 5 3 9 5 号と同様に、やはり低インピーダンス負荷に設定することにより高効率化が可能であると記載されている。奇数高調波、特に 3 次高調波の影響については特に示されていないか、または影響が少ないとしている。

【0 0 0 5】

【発明が解決しようとする課題】

上述のように、高周波電力増幅器におけるトランジスタの動作の高効率化を実現する従来の回路構成では、インピーダンス整合回路の入力側の偶数次高調波負荷を短絡負荷とする回路構成に限定されていたという問題があった。

【0 0 0 6】

さらに、信号の周波数が高くなる、すなわち高調波の次数が高くなるほど、高調波処理回路で反射する高調波振幅がトランジスタの入力端面に達するまでに線路の伝播損失により小さくなり、十分な反射量が得られないという問題があった。

【0 0 0 7】

そこで、本発明の目的は、上記問題を解決するためになされたものであり、インピーダンス整合回路の入力側の高調波負荷を短絡負荷に限定することなく、トランジスタの動作を高効率化することができる高周波電力増幅器を提供することにある。

【0 0 0 8】

さらに、高調波反射量を大きくすることができる高周波電力増幅器を提供することにある。

【0 0 0 9】

【課題を解決するための手段】

この発明の高周波電力増幅器は、信号増幅を行うトランジスタと、前記トラン

ジスタの入力側に接続された入力側インピーダンス整合回路とを備えた高周波電力増幅器であって、前記入力側インピーダンス整合回路が高周波信号における基本波の偶数次高調波に対してインピーダンスが実質的に開放負荷をなすものである。

【 0 0 1 0 】

この発明の高周波電力増幅器は、信号増幅を行うトランジスタと、前記トランジスタの入力側に接続された入力側インピーダンス整合回路とを備えた高周波電力増幅器であって、前記入力側インピーダンス整合回路が高周波信号における基本波の奇数次高調波に対してインピーダンスが実質的に短絡負荷をなすものである。

【 0 0 1 1 】

ここで、この発明の高周波電力増幅器において、前記トランジスタの入力端から前記入力側インピーダンス整合回路を見た場合の反射係数について、2次高調波の反射位相角が0ないし90度、反射量が0.6ないし1.0とすることができる。

【 0 0 1 2 】

ここで、この発明の高周波電力増幅器において、前記トランジスタの入力端から前記入力側インピーダンス整合回路を見た場合の反射係数について、3次高調波の反射位相角が110ないし270度、反射量が0.6ないし1.0とすることができる。

【 0 0 1 3 】

ここで、この発明の高周波電力増幅器において、前記入力側インピーダンス整合回路は、信号入力端子から順に、第3次高調波反射回路、第2次高調波処理回路、基本波整合回路と配置することができる。

【 0 0 1 4 】

この発明の高周波電力増幅器は、前段のトランジスタと、後段のトランジスタと、前記前段のトランジスタと前記後段のトランジスタとの間に接続されインピーダンス整合を行う段間インピーダンス整合回路とを備えた高周波電力増幅器であって、前記前段トランジスタで発生した高調波が前記後段トランジスタに入力

され、前記段間整合回路により前記後段トランジスタの高調波負荷を調整するものである。

【 0 0 1 5 】

この発明の高周波電力増幅器は、信号増幅を行うトランジスタを並列で動作するセル単位に分割し、各セル単位毎に入力側インピーダンス整合回路と出力側インピーダンス整合回路とを備え、各セル毎にトランジスタからみた基本周波数の高調波負荷を調整するものである。

【 0 0 1 6 】

【発明の実施の形態】

以下、各実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。

【 0 0 1 7 】

発明者らのシミュレーションおよび実験に基づく検討によれば、高周波電力増幅回路において、インピーダンス整合回路の出力側高調波負荷条件が偶数次に開放負荷であり奇数時に短絡負荷である場合には、インピーダンス整合回路の入力側第2次（偶数次）高調波負荷が開放負荷または高インピーダンス負荷である場合の方が高効率となることが確認された。さらに同様の場合、入力側第3次（奇数次）高調波負荷が短絡負荷または低インピーダンス負荷である場合の方が高効率となることが確認された。以下では、トランジスタの動作を高効率化するために、インピーダンス整合回路の入力側高調波負荷を最適化する本願発明の回路構成の一例を説明する。

【 0 0 1 8 】

実施の形態 1.

図 1 は、本発明の実施の形態 1 における高周波増幅器の回路構成を示す。図 1 において、符号 1 はトランジスタ、2 は信号線路 1（線路長 L_1 、線路幅 W_1 ）、3 は信号線路 2（線路長 L_2 、線路幅 W_2 ）、4 は信号線路 3（線路長 L_3 、線路幅 W_3 ）、5 は信号線路 4（線路長 L_4 、線路幅 W_4 ）、6 は信号線路 5（線路長 L_5 、線路幅 W_5 ）、7 は出力側整合回路、8 は信号入力端子、9 は信号出力端子である。信号線路 1 等の途中または末端においてインピーダンスの不整合があると、入射波が一部反射する。この反射波と入射波との比を反射係数という。図

1 で符号 1 0 はトランジスタ 1 から入力側の整合回路を見たときの反射係数 (Γ_{in}) を示している。一般に、位相定数 β を持つ信号線路の z 方向の電圧 $V(z)$ は、

【0 0 1 9】

【数 1】

$$V(z) = A \exp(-j\beta z) + B \exp(j\beta z) \quad (1)$$

【0 0 2 0】

と表すことができる。ここで、 A 、 B は適当な定数であり、第 1 項は入射波、第 2 項は反射波を表す。 $z = l$ における入射波と反射波との比、すなわち反射係数 $\Gamma(l)$ は、

【0 0 2 1】

【数 2】

$$\Gamma(l) = |B/A| \exp j(2\beta l + \theta) \quad (2)$$

【0 0 2 2】

と表すことができる。ここで、 $|B/A|$ は反射量、 θ は位相角を示す。

【0 0 2 3】

図 1 に示されるように、信号線路 3、4 および 5 は直列に接続されており、信号線路 3 と 4 との間のノード A に信号線路 1 が接続され、信号線路 4 と 5 との間のノード B に信号線路 2 が接続されている。図 1 に示される信号線路 1 ないし 5 の線路長 L_1 ないし L_5 と線路幅 W_1 ないし W_5 とを調整することにより、第 2 次高調波に対しては開放負荷 (Γ_{in} の反射位相角 $0 \sim 90$ 度、反射量が $0.6 \sim 1.0$)、第 3 次高調波に対しては短絡負荷 (Γ_{in} の位相角が $110 \sim 270$ 度、反射量が $0.6 \sim 1.0$) となるように調整する。

【0 0 2 4】

図 2 は、本発明の実施の形態 1 における GaAs FET にて行った反射係数 Γ_{in} について、第 2 次、第 3 次高調波の位相角 θ に対する電力負荷効率 (%) の変化を実測した結果を示す。図 2 に示されるように、電力負荷効率は反射係数 Γ_{in}

の位相角 θ が第 2 次高調波に対しては、反射位相角 $\theta = 0 \sim 90$ 度の範囲で 80 % ないし 85 % と高効率となっており、 $\theta = 130 \sim 190$ 度の範囲では 60 % ないし 65 % と低下している。電力負荷効率は反射係数 Γ_{in} の位相角 θ が第 3 次高調波に対しては、反射位相角 $\theta = 110 \sim 270$ 度の範囲で 80 % ないし 85 % と高効率となっている。特に第 3 次高調波に対して反射位相角 $\theta = 140 \sim 190$ 度の範囲では、第 2 次高調波による効率の低下（130～190 度）を抑制する効果があることがわかる。

【0025】

以上より、実施の形態 1 によれば、図 1 に示される高周波電力増幅回路において、信号線路 1 ないし 5 の線路長 L_1 ないし L_5 と線路幅 W_1 ないし W_5 とを調整することにより、第 2 次高調波に対しては開放負荷（ Γ_{in} の反射位相角 $0 \sim 90$ 度、反射量が 0.6～1.0）、第 3 次高調波に対しては短絡負荷（ Γ_{in} の位相角が $110 \sim 270$ 度、反射量が 0.6～1.0）となるように調整することができる。このため、インピーダンス整合回路の入力側高調波負荷を最適化することにより、トランジスタの動作を高効率化することができる。

【0026】

実施の形態 2.

図 3 は、本発明の実施の形態 2 における高周波増幅器の回路構成を示す。図 3 で図 1 と同じ符号を付した箇所は同じ要素を示すため説明は省略する。図 3 において、符号 11 は入力側基本波整合回路、12 は入力側第 2 次高調波処理回路、13 は入力側第 3 次高調波反射回路である。図 3 に示されるように、入力側基本波整合回路 11、入力側第 2 次高調波処理回路 12 および入力側第 3 次高調波反射回路 13 は直列に接続されている。高調波処理回路 12 によりトランジスタ 1 の動作効率を向上させるために、反射する位相角のみでなく、その反射量を大きくする必要がある。一般に、信号の周波数が高くなる、すなわち高調波の次数が高くなるほど、高調波処理回路 12 で反射する高調波振幅がトランジスタ 1 の入力端面に達するまでに線路の伝播損失により小さくなり、十分な反射量が得られないことが問題となる。しかし図 3 に示すように、本発明の実施の形態 2 における高周波増幅回路の回路構成は、高次の高調波処理回路 12 ほどトランジスタ 1

の近くに設置することにより高調波処理回路 1 2 とトランジスタ 1 との間の線路長を短くし、高調波反射量を大きくすることができる。

【 0 0 2 7 】

以上より、実施の形態 2 によれば、高次の高調波処理回路 1 2 ほどトランジスタ 1 の近くに設置することにより、高調波処理回路 1 2 とトランジスタ 1 との間の線路長を短くし、高調波反射量を大きくすることができる。

【 0 0 2 8 】

実施の形態 3.

図 4 は、本発明の実施の形態 3 における高周波増幅器の回路構成を示す。図 4 で図 1 と同じ符号を付した箇所は同じ要素を示すため説明は省略する。図 4 において、符号 1 4 は前段トランジスタ、1 5 は後段トランジスタ、1 6 は段間整合回路、1 7 は後段トランジスタ 1 5 から見た入力側の反射係数 (Γ_{in1})、1 8 は段間整合回路 1 6 から見た前段トランジスタ 1 4 の出力側の反射係数 (Γ_{out2})、1 9 は段間整合回路 1 6 から見た前段トランジスタ 1 4 の反射係数 (Γ_2) である。

【 0 0 2 9 】

上述のように、先行出願では高調波負荷の調整にパッシブの共振回路による反射で高調波負荷調整をおこなっている。しかし、本発明の実施の形態 3 では図 4 に示されるようにトランジスタを多段接続し、多段アンプの前段トランジスタ 1 4 から発生した高調波を後段トランジスタ 1 5 に入力することにより、共振回路による高調波反射回路を用いずに後段トランジスタ 1 5 の高調波負荷を高効率となるように制御することができる。

【 0 0 3 0 】

本実施の形態 3 では出力が大きい後段トランジスタ 1 5 を高効率で動作させることを目的とし、前段トランジスタ 1 4 と A ~ A B 級の動作点で動作させ高調波成分をより多く発生させる。段間整合回路 1 6 は、前段トランジスタ 1 4 と後段トランジスタ 1 5 の段間整合について、基本波だけでなく高調波についてもインピーダンス整合させ、前段トランジスタ 1 4 で発生した高調波を後段トランジスタ 1 5 に入力する。前段トランジスタ 1 4 で能動的に発生した高調波を利用して

後段トランジスタ 1 5 の入力側高調波の負荷調整をおこなうため、実施の形態 1 に示すような後段トランジスタ 1 5 の入力側で発生した高調波を反射させる場合に比べて大きな反射量を得ることができる。後段トランジスタ 1 5 から段間整合回路 1 6 を見た時の高調波負荷（位相、振幅）は、後段トランジスタ 1 5 の効率が最大となるように調整する。好適には、反射係数 Γ_{in1} (1 7) について 3 次高調波の位相角が $110 \sim 270$ 度、反射量が $0.6 \sim 1.0$ であることが望ましい。

【0 0 3 1】

さらに、偶数時または奇数時の高周波について後段トランジスタ 1 5 と前段トランジスタ 1 4 と接続する段間整合回路 1 6 によりインピーダンス整合を行う。前段トランジスタ 1 4 で発生した高周波が後段トランジスタ 1 5 に入力され、段間整合回路 1 6 の調整により、後段トランジスタ 1 5 の高周波負荷が上述のように調整されることが好適である。

【0 0 3 2】

図 5 は、本発明の実施の形態 3 におけるスミスチャート上の負荷表示を示す。図 5 において、符号 2 0 は図 4 の後段トランジスタ 1 5 から見た入力側の 2 次高調波負荷 ($Z_{in1}(2f_0)$)、2 1 は図 4 の段間整合回路 1 6 から見た前段トランジスタ 1 4 の出力側の 2 次高調波負荷 ($Z_{out2}(2f_0)$)、2 2 は図 4 の段間整合回路 1 6 から見た前段トランジスタ 1 4 の 2 次高調波負荷 ($Z_2(2f_0)$) である。

【0 0 3 3】

図 4 の段間整合回路 1 6 により、段間整合回路 1 6 から見た前段トランジスタ 1 4 の出力側の 2 次高調波負荷 2 1、段間整合回路 1 6 から見た前段トランジスタ 1 4 の 2 次高調波負荷 2 2 の負荷は共役整合し、前段トランジスタ 1 4 から発生した 2 次高調波は後段トランジスタ 1 5 に入力される。さらに段間整合回路 1 6 の線路長を調整して図 4 の 1 7 の位置に負荷をあわせることにより、高効率動作を得ることができる。

【0 0 3 4】

以上より、実施の形態 3 によれば、トランジスタを多段接続し、多段アンプの

前段トランジスタ 1 4 から発生した高調波を後段トランジスタ 1 5 に入力することにより、共振回路による高調波反射回路を用いずに後段トランジスタ 1 5 の高調波負荷を高効率となるように制御することができる。

【 0 0 3 5 】

実施の形態 4 .

図 6 は、本発明の実施の形態 4 における高周波増幅器の回路構成を示す。図 6 で図 1 または図 3 と同じ符号を付した箇所は同じ要素を示すため説明は省略する。図 6 において、符号 2 3 は電力分配回路、2 4 は電力合成回路、2 5 は出力側第 3 次高調波処理回路、2 6 は出力側第 2 次高調波処理回路、2 7 は出力側基本波整合回路、2 8 はセル単位に分割したトランジスタ、2 9 はセル単位に分割したトランジスタから見た入力側整合回路の負荷 (Z i n c) である。

【 0 0 3 6 】

トランジスタの入出力負荷が低下すると、これと整合する入出力整合回路の負荷も小さくなり基本波反射量が増大する。このため基本波に対する高調波反射量が相対的に低下する。そこで本発明の実施の形態 4 では、高調波反射量を大きくするため、基本波負荷並列に動作するトランジスタをセルに分割し (2 8)、セル単位で入出力整合回路 1 1 の高調波負荷を高効率となるように負荷を調整する。トランジスタセル 2 8 とその入出力整合回路 1 1 とを含む単位を電力分配回路 2 3 および電力合成回路 2 4 により並列に合成して、各トランジスタセル 2 8 からみた高調波反射量を大きくし、トランジスタ 2 8 の高効率化に必要な高調波反射量を得ることができる。トランジスタを分割せずに高調波処理回路を形成した場合に比べて、各セル 2 8 からみた高調波負荷のばらつきが抑えられるため、各トランジスタの不均一動作による効率低下を抑制することができる。

【 0 0 3 7 】

以上より、実施の形態 4 によれば、基本波負荷並列に動作するトランジスタをセルに分割し、セル単位で入出力整合回路 1 1 の高調波負荷を高効率となるように負荷を調整する。このため、トランジスタを分割せずに高調波処理回路を形成した場合に比べて、各セル 2 8 からみた高調波負荷のばらつきが抑えられるため、各トランジスタの不均一動作による効率低下を抑制することができる。

【 0 0 3 8 】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明の高周波電力増幅器によれば、インピーダンス整合回路の入力側高調波負荷を最適化することにより、インピーダンス整合回路の入力側の高調波負荷を短絡負荷に限定することなく、トランジスタの動作を高効率化することができる。

【 0 0 3 9 】

さらに、高次の高調波処理回路 1 2 ほどトランジスタ 1 の近くに設置することにより、高調波処理回路 1 2 とトランジスタ 1 との間の線路長を短くし、高調波反射量を大きくすることができる高周波電力増幅器を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の実施の形態 1 における高周波増幅器の回路構成を示す図である。

【図 2】 本発明の実施の形態 1 における G a A s F E T にて行った反射係数 Γ_{in} について、第 2 次、第 3 次高調波の位相角 θ に対する電力負荷効率 (%) の変化を実測した結果を示す図である。

【図 3】 本発明の実施の形態 2 における高周波増幅器の回路構成を示す図である。

【図 4】 本発明の実施の形態 3 における高周波増幅器の回路構成を示す図である。

【図 5】 本発明の実施の形態 3 におけるスミスチャート上の負荷表示を示す図である。

【図 6】 本発明の実施の形態 4 における高周波増幅器の回路構成を示す図である。

【符号の説明】

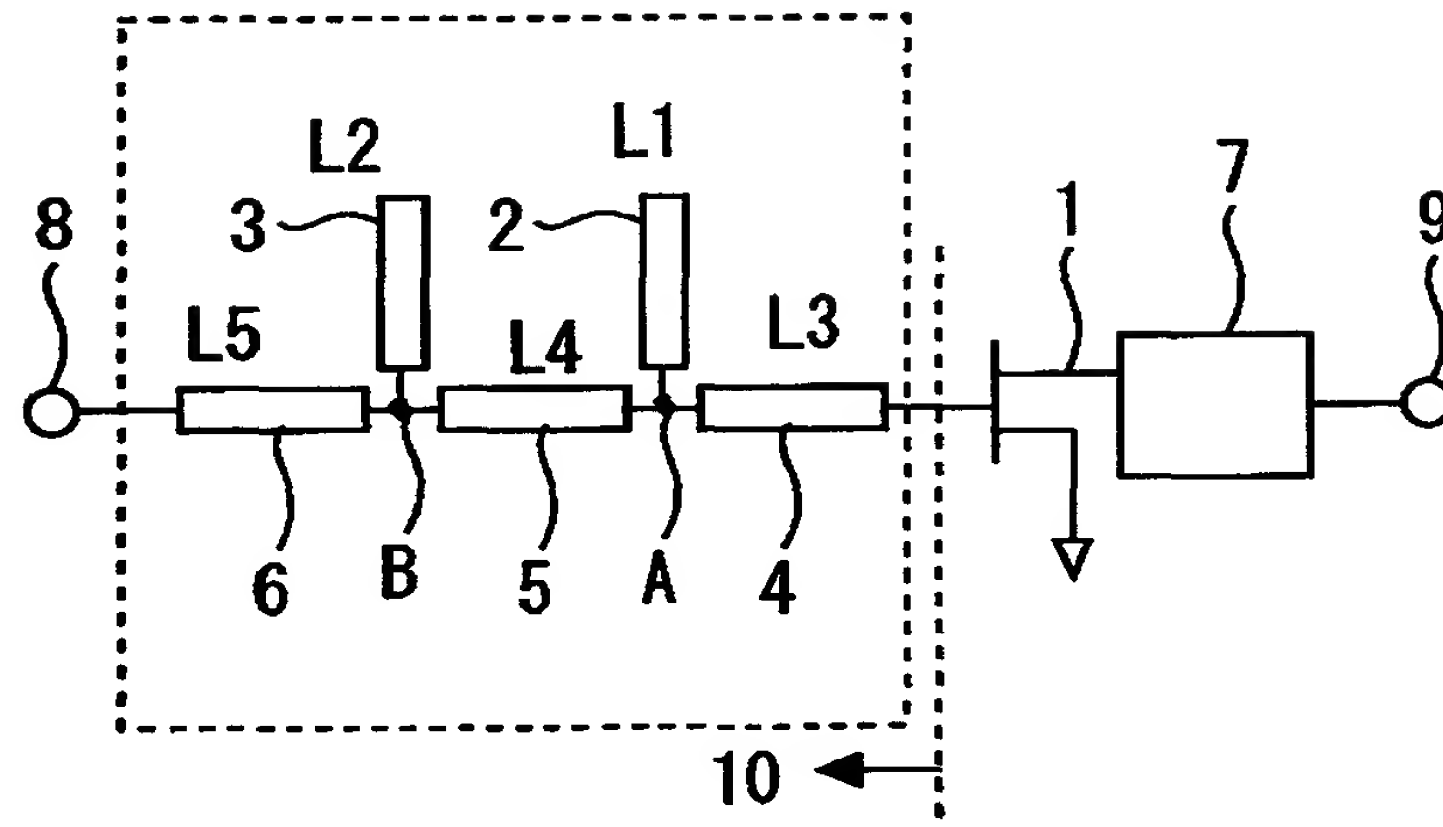
1 トランジスタ、 2, 3, 4, 5, 6 信号線路、 7 出力側整合回路、 8 信号入力端子、 9 信号出力端子、 10, 17, 18, 19 反射係数、 11 入力側基本波整合回路、 12 入力側第 2 次高調波処理回路、 13 入力側第 3 次高調波反射回路、 14 前段トラン

ジスタ、 1 5 後段トランジスタ、 1 6 段間整合回路、 2 0, 2
1, 2 2 2次高調波負荷、 2 3 電力分配回路、 2 4 電力合成回路
、 2 5 出力側第 3 次高調波処理回路、 2 6 出力側第 2 次高調波処理
回路、 2 7 出力側基本波整合回路、 2 8 セル単位に分割したトラン
ジスタ、 2 9 入力側整合回路の負荷。

【書類名】

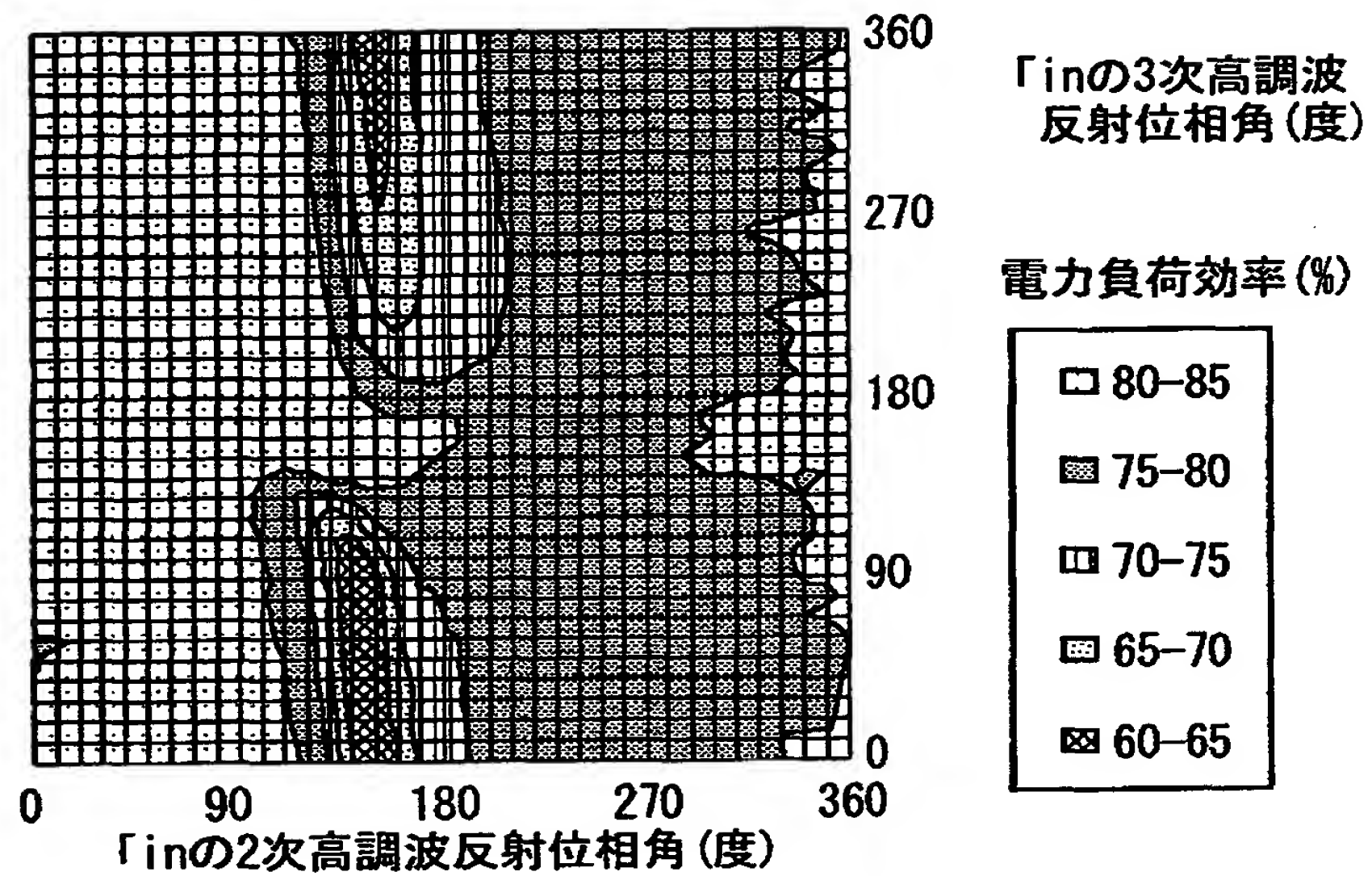
図面

【図 1】

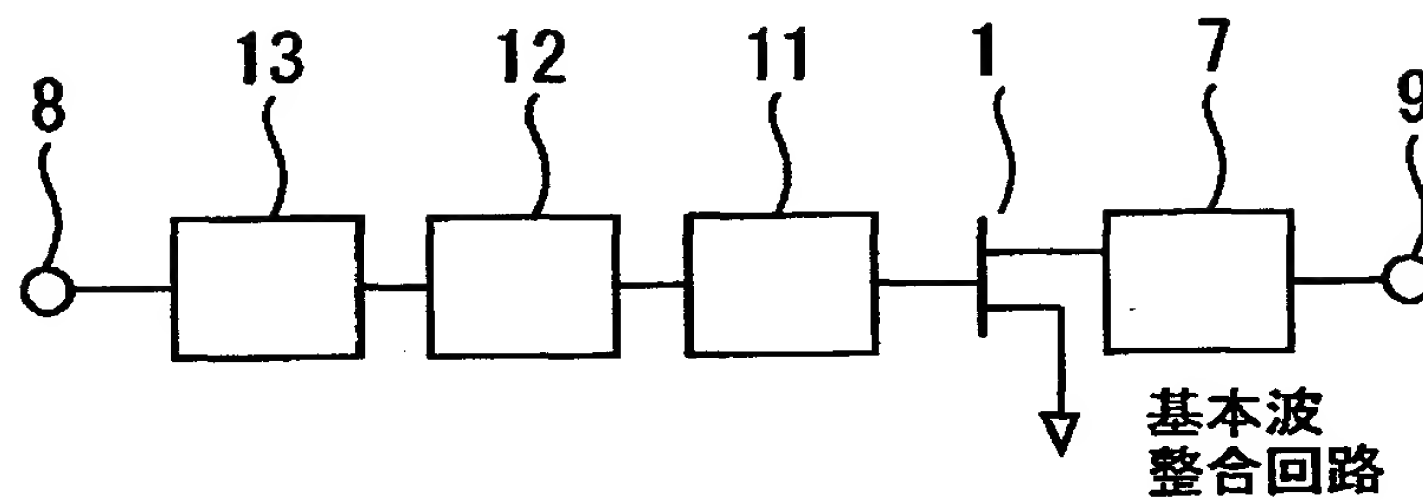


- 1 : トランジスタ
- 2 : 信号線路 1 (線路長L1, 線路幅W1)
- 3 : 信号線路 2 (線路長L2, 線路幅W2)
- 4 : 信号線路 3 (線路長L3, 線路幅W3)
- 5 : 信号線路 4 (線路長L4, 線路幅W4)
- 6 : 信号線路 5 (線路長L5, 線路幅W5)
- 7 : 出力側整合回路
- 8 : 信号入力端子
- 9 : 信号出力端子
- 10 : トランジスタから入力側の整合回路を見たときの反射係数 (Γ_{in})

【図 2】

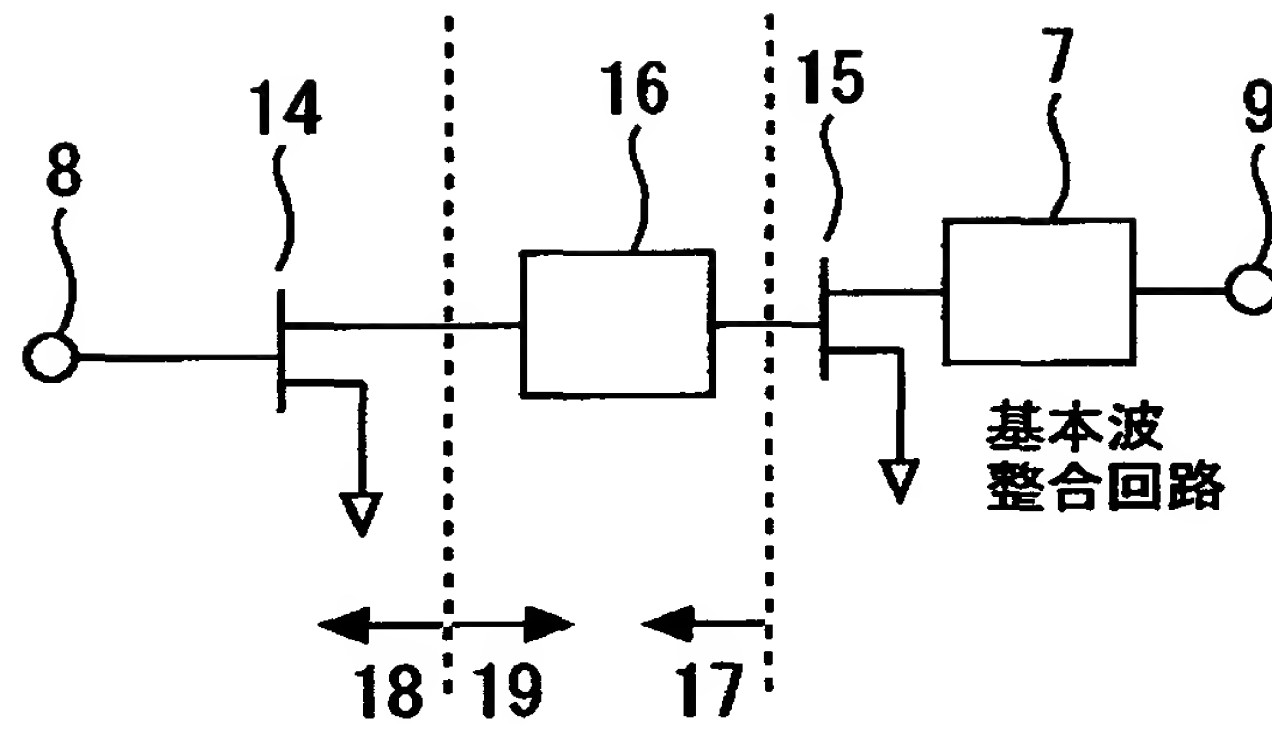


【図 3】



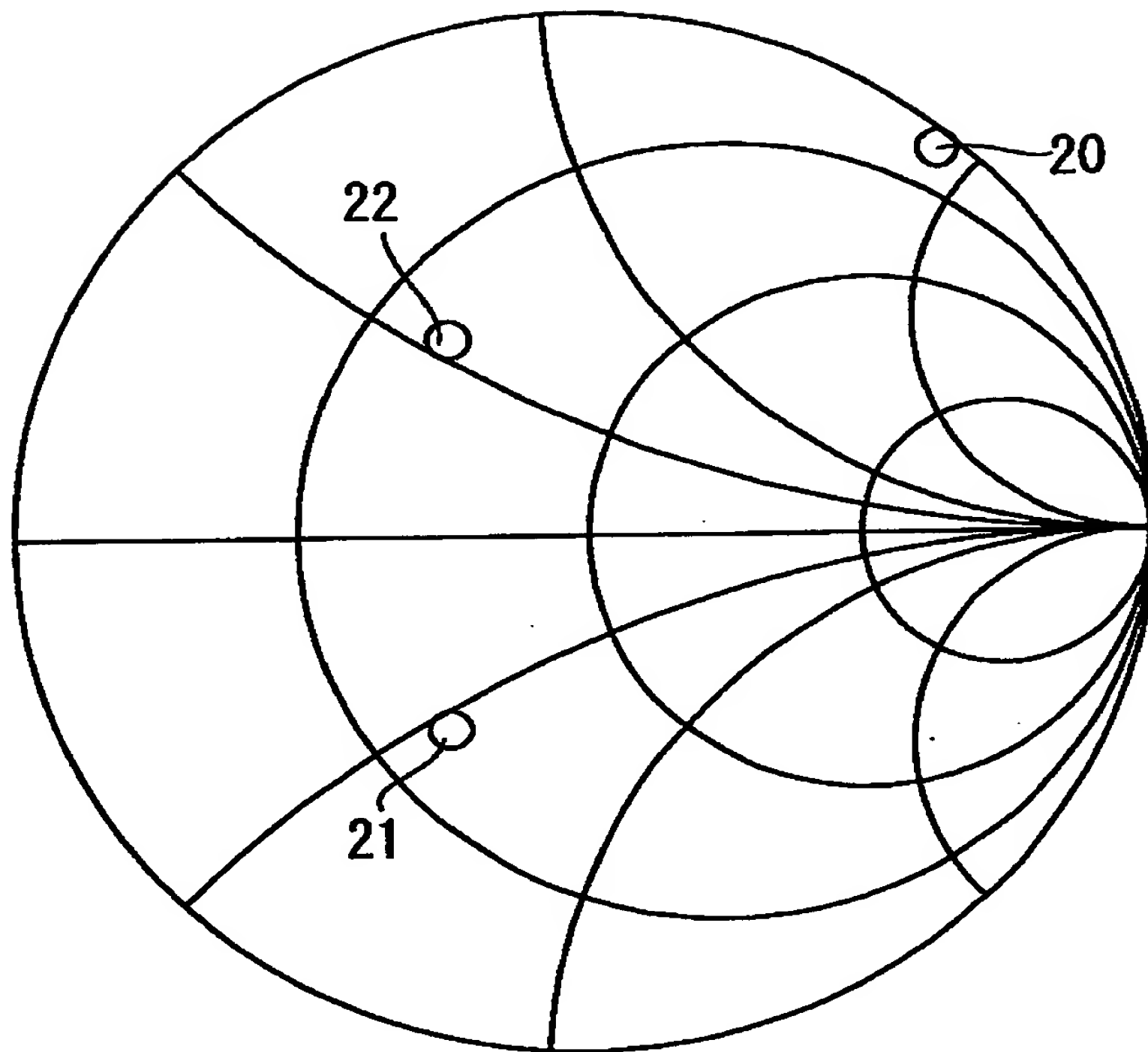
- 11 : 入力側基本波整合回路
- 12 : 入力側第 2 次高調波処理回路
- 13 : 入力側第 3 次高調波反射回路

【図 4】



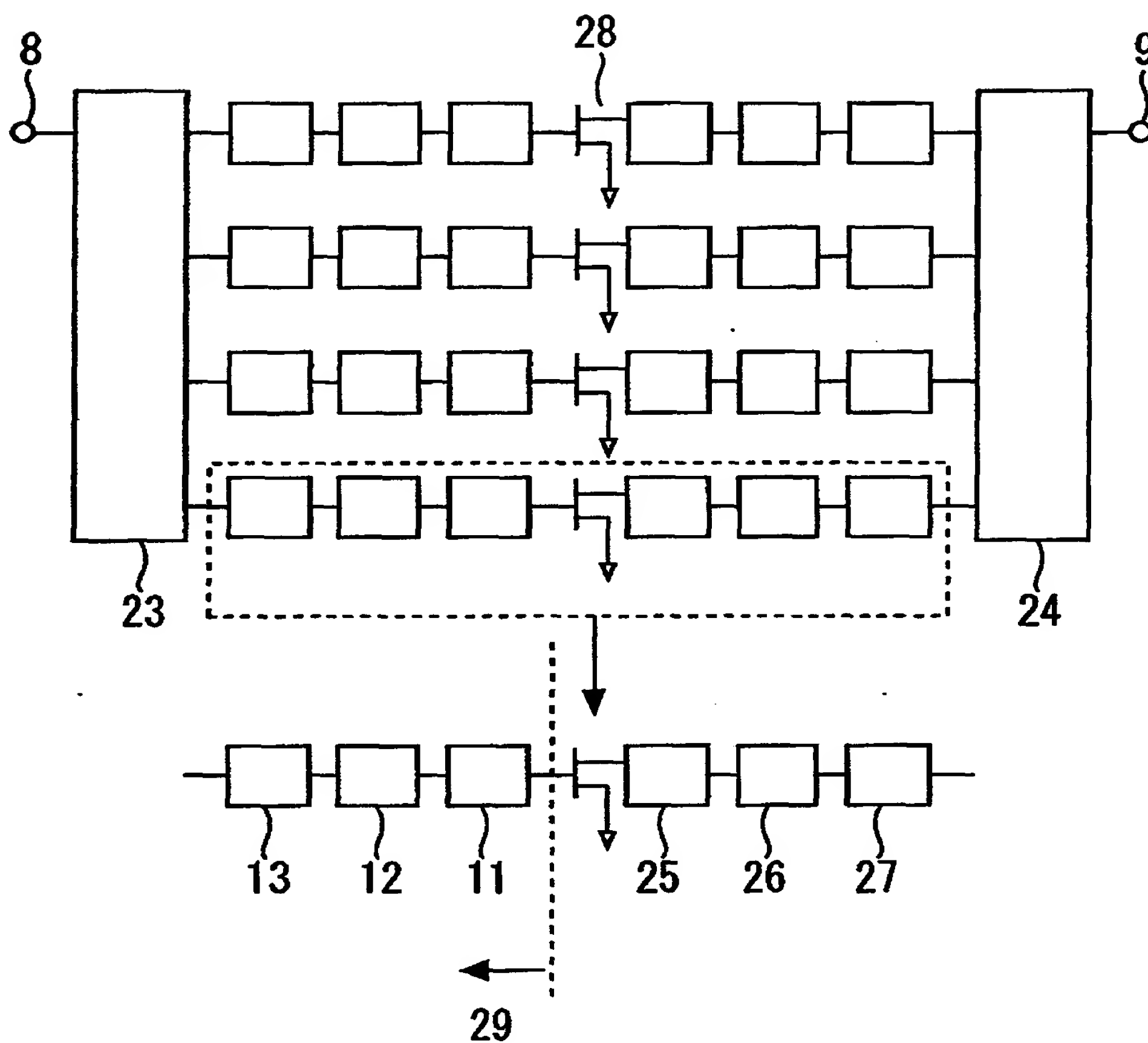
- 14 : 前段トランジスタ
- 15 : 後段トランジスタ
- 16 : 段間整合回路
- 17 : 後段トランジスタから見た入力側の反射係数(Γ_{in1})
- 18 : 段間整合回路から見た前段トランジスタ出力側の反射係数(Γ_{out2})
- 19 : 段間整合回路から見た前段トランジスタの反射係数(Γ_2)

【図 5】



- 20 : 後段トランジスタから見た入力側の2次高調波負荷 (Z_{in1})
- 21 : 段間整合回路から見た前段トランジスタ出力側の2次高調波負荷 (Z_{out2})
- 22 : 前段トランジスタから見た段間整合回路側の2次高調波負荷 (Z_2)

【図 6】



- 23 : 電力分配回路
- 24 : 電力合成回路
- 25 : 出力側第 3 次高調波処理回路
- 26 : 出力側第 2 次高調波処理回路
- 27 : 出力側基本波整合回路
- 28 : セル単位に分割したトランジスタ
- 29 : セル単位に分割したトランジスタから見た
入力整合回路の負荷 (Zinc)

【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 インピーダンス整合回路の入力側の高調波負荷を短絡負荷に限定することなくトランジスタの動作を高効率化することができ、高調波反射量を大きくすることができる高周波電力増幅器を提供する。

【解決手段】 信号線路 1 ないし 5 の線路長 L_1 ないし L_5 と線路幅 W_1 ないし W_5 とを調整することにより、第 2 次高調波に対しては開放負荷（ Γ_{in} の反射位相角 $0 \sim 90$ 度、反射量が $0.6 \sim 1.0$ ）、第 3 次高調波に対しては短絡負荷（ Γ_{in} の位相角が $110 \sim 270$ 度、反射量が $0.6 \sim 1.0$ ）となるように調整することができる。このインピーダンス整合回路の入力側高調波負荷の最適化により、トランジスタの動作を高効率化することができる。高次の高調波処理回路 12 ほどトランジスタ 1 の近くに設置することにより、高調波処理回路 12 とトランジスタ 1 との間の線路長を短くし、高調波反射量を大きくすることができる高周波電力増幅器を提供することができる。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000006013]

1. 変更年月日 1990年 8月24日
[変更理由] 新規登録
住 所 東京都千代田区丸の内2丁目2番3号
氏 名 三菱電機株式会社